

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-251964

(43)公開日 平成11年(1999)9月17日

(51) Int.Cl.^{*}
H 0 4 B 1/707
G 0 1 S 3/14
H 0 1 Q 3/26

識別記号

F I
H 0 4 J 13/00
G 0 1 S 3/14
H 0 1 Q 3/26

D
Z

審査請求 未請求 請求項の数10 OL (全 14 頁)

(21)出願番号 特願平10-53255

(22)出願日 平成10年(1998)3月5日

(71) 出頭人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72) 発明者 田中 良紀

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 小早川 周磁

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 筒井 正文

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 弁理士 柏谷 昭司 (外2名)

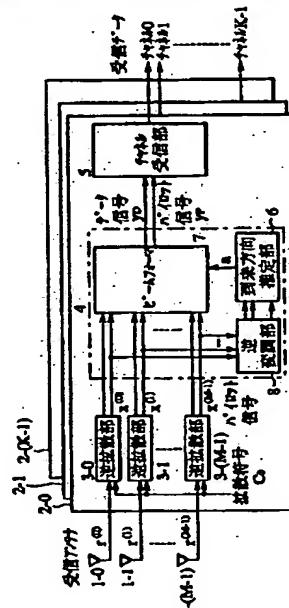
(54) 【発明の名称】アーレーアンテナによる到來方向推定方法及び該方法を用いたDS-CDMA受信装置

(57) 【要約】

【課題】アレーランテナによる到来方向推定方法及び
該方法を用いたDS-CDMA受信装置に関し、受信レ
ベルの高い干渉によっても希望信号の到来方向を精度良
く推定する。

【解決手段】 シンボル長より長い周期のロングコードにより拡散処理して送信するD S - C DMA通信システムに於いて、アーレアンテナ $1-0 \sim 1-(M-1)$ による受信信号を逆拡散部 $3-0 \sim 3-(M-1)$ により逆拡散し、この逆拡散出力信号を、逆変調部8により既知のシンボルにより逆変調し、到来方向推定部6により隣接アンテナ素子対応の逆変調出力信号間の等以外のラグの相互相関関数を求め、この相互相関関数を基に希望信号の到来方向を推定し、ビームフォーマ7により逆拡散出力信号を到来方向に従って合成出力し、チャネル受信部5に入力する。

本発明の実施の形態のDS-CDMA受信装置の説明図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 シンボル長より長い周期のロングコードにより拡散処理して送信するDS-C DMA通信システムに於いて、アーレーアンテナによる受信信号を逆拡散し、該逆拡散出力信号を既知シンボルにより逆変調した信号中の隣接するアンテナ素子に対応する信号間の零以外のラグの相互相関関数を求める、該相互相関関数を基に希望信号の到来方向を推定する過程を含むことを特徴とするアーレーアンテナによる到来方向推定方法。

【請求項2】 前記隣接するアンテナ素子対応の前記逆変調した信号間の零以外のラグの相互相関関数として、複数の異なるラグに於ける相互相関関数の平均値を用いる過程を含むことを特徴とする請求項1記載のアーレーアンテナによる到来方向推定方法。

【請求項3】 前記隣接するアンテナ素子に対応の前記逆変調した信号間の前記零以外のラグとして、正のラグと負のラグとの双方を用いて、前記相互相関関数を求める過程を含むことを特徴とする請求項1記載のアーレーアンテナによる到来方向推定方法。

【請求項4】 前記受信信号を既知シンボルにより逆変調する既知シンボルとして、バイロットシンボルを用いる過程を含むことを特徴とする請求項1記載のアーレーアンテナによる到来方向推定方法。

【請求項5】 前記受信信号を既知のシンボルにより逆変調する既知シンボルとして、判定したデータを帰還して用いる過程を含むことを特徴とする請求項1記載のアーレーアンテナによる到来方向推定方法。

【請求項6】 シンボル長より長い周期のロングコードにより拡散処理して送信するDS-C DMA通信システムに於けるDS-C DMA受信装置に於いて、アーレーアンテナ素子による受信信号を逆拡散する逆拡散部と、

該逆拡散部からの逆拡散出力信号を入力するビームフォーミング部と、該ビームフォーミング部からの出力信号を入力するチャネル受信部とを含み、

前記ビームフォーミング部は、前記逆拡散出力信号を既知シンボルにより逆変調する逆変調部と、該逆変調部により変調成分を除去した信号を入力する到来方向推定部と、該到来方向推定部からの重み係数を乗算してアーレーアンテナ素子対応の信号を合成して出力するビームフォーマとを有することを特徴とするDS-C DMA受信装置。

【請求項7】 前記逆変調部は、前記逆拡散部からの逆拡散出力信号をバイロットシンボルにより逆変調する構成を備えたことを特徴とする請求項6記載のDS-C DMA受信装置。

【請求項8】 前記逆変調部は、前記逆拡散部からの逆拡散出力信号を前記チャネル受信部に於ける判定出力データを帰還して逆変調する構成を備えたことを特徴とする請求項6記載のDS-C DMA受信装置。

【請求項9】 前記到来方向推定部は、隣接アンテナ素子対応の前記逆変調部の出力信号間の相互相関を求める相関計算部と、該相関計算部による相互相関関数を基にビームフォーマに入力する重み係数を算出するアーレー重み係数計算部とを含み、前記相関計算部は、ラグ零以外の正負の複数のラグの相互相関関数を求める構成を有することを特徴とする請求項6記載のDS-C DMA受信装置。

【請求項10】 前記相関計算部は、前記逆変調部からの隣接アンテナ素子対応の出力信号を入力する第1、第2のシフトレジスタと、相関を求める乗算器と、平均化フィルタとを含み、前記第2のシフトレジスタは、前記第1のレジスタから前記乗算器に入力するシンボルに対してラグ零以外の正負の複数のシンボルを前記乗算器に入力する構成を有することを特徴とする請求項6又は9記載のDS-C DMA受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、DS-C DMA(Direct Sequence Code Division MultipleAccess; 直接スペクトル拡散符号分割多元接続)方式に於いて、希望信号の到来方向を推定するアーレーアンテナによる到来方向推定方法及び該方法を用いたDS-C DMA受信装置に関する。

【0002】 DS-C DMA通信システムの基地局に於いて、アーレーアンテナを用いて受信し、アーレーアンテナ素子による受信信号により希望信号の到来方向を推定し、この到来方向に指向性ビームを形成するようにして送受信することにより、干渉の低減及びアンテナ利得の増加による送信電力の低減を図ることができる。その場合の希望信号の到来方向を正確に推定することが要望される。

【0003】

【従来の技術】 図7はアーレーアンテナを用いた基地局の受信装置の説明図であり、DS-C DMA通信システムの基地局に於ける受信部の要部を示し、71-0~71-(M-1)は受信アンテナを構成するアーレーアンテナ素子、72-0~72-(K-1)は受信処理部、73-0~73-(M-1)は逆拡散部、74はビームフォーミング部、75はチャネル受信部、76は到来方向推定部、77はビームフォーマを示す。

【0004】 チャネル対応の受信処理部72-0~72-(K-1)には、アーレーアンテナ素子71-0~71-(M-1)の受信信号 $r^{(0)} \sim r^{(M-1)}$ が入力される。又受信処理部72-0は、拡散符号C₀を入力する逆拡散部73-0~73-(M-1)により受信信号の逆拡散処理を行い、各逆拡散出力信号 $x^{(0)} \sim x^{(M-1)}$ を、ビームフォーミング部74の到来方向推定部76とビームフォーマ77に入力する。到来方向推定部76は、隣接アンテナ素子による受信信号間の相互相関関数

を基に希望信号の到来方向を推定する。

【0005】ビームフォーマ77は、到来方向推定部76の到来方向の推定による重み係数を逆拡散出力信号 $x^{(0)} \sim x^{(n-1)}$ に乗算して合成出力するもので、その出力信号をチャネル受信部75に入力する。従って、チャネル0～K-1対応の受信処理部72-0～72-(K-1)から受信データを送出する。

【0006】図8は従来例の到来方向推定部を有するビームフォーミング部の説明図であり、受信アンテナを4アレーインテナ素子により構成した場合を示し、74はビームフォーミング部、76は到来方向推定部、77はビームフォーマ、78-0～78-3は乗算器、79は加算器(Σ)である。

【0007】4個のアンテナ素子71-0～71-3(図1参照)による受信信号 $x^{(0)}(n) \sim x^{(3)}(n)$ を到来方向推定部76とビームフォーマ77とに投入し、到来方向推定部76は、希望信号の到来方向の推定によるビームフォーマ77への重み係数 $a_0 \sim a_3$ を出力する。又ビームフォーマ77は、この係数 $a_0 \sim a_3$ (複素数)をそれぞれ乗算器78-0～78-3に入力し、受信信号 $x^{(0)}(n) \sim x^{(3)}(n)$ に乘*

10

20

*算し、位相を合わせた状態として加算器79により合成し、出力信号 $y(n)$ をチャネル受信部75(図7参照)に入力する。

【0008】図9は従来例の到来方向推定部の説明図であり、76は到来方向推定部、81-0～81-3は相關計算部、82は加算器(Σ)、83はアレー重み係数計算部である。又相關計算部81-0～81-3は、下方に相關計算部81として示すように、乗算器84と平均化フィルタ85とを含み、乗算器84に、m番目とm+1番目との隣接アンテナ素子からの受信信号 $x^{(0)}(n), x^{(m+1)}(n)$ に入力する。この場合、一方を複素共役(*で示す)として投入し、隣接するアンテナ素子による受信信号間の複素共役積(ラグが零の相互相關関数)を求め、これを平均化フィルタ85により時間平均をとて、相互相關関数 $R^{(0)}$ を出力する。

【0009】m番目のアンテナ素子による $(n-1)T \leq t < nT$ に於ける受信信号 $r^{(m)}(t)$ は、(1)式のように表すことができる。又(1)式中の $i = 0 \sim N-1$ についての $\phi_i^{(m)}$ は(2)式に示すものとなる。

【数1】

$$r^{(m)}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i c_i(t - \tau_i) b(t - \tau_i) \exp(-j\phi_i^{(m)}) + N^{(m)}(t) \quad \cdots(1)$$

$$\phi_i^{(m)} = 2\pi md \sin \theta_i \quad \cdots(2)$$

なお、Nはユーザ数、 A_i は第*i*ユーザ信号の受信振幅、 $c_i(t)$ は第*i*ユーザの拡散符号、 τ_i は第*i*ユーザの相対遅延、 b_i は第*i*ユーザ送信シンボル、dはアンテナ素子間距離、 θ_i は第*i*ユーザ信号の到来角度、 $N^{(m)}(t)$ は雑音信号、Tはシンボル長である。又説明の便宜上マルチバスを考慮しない。

30

【0010】m番目のアンテナ素子による受信信号 $r^{(m)}(t)$ を、第kユーザの拡散符号 $c_{(k)}(t)$ で逆拡散を行った逆拡散出力信号 $x_{(k)}^{(m)}(n)$ は、(3)式に示すものとなる。なお、(3)式中のw₁₁(n)は(4)式に示すものとなる。

【数2】

$$\begin{aligned}
 & x_k^{(m)}(n) = \int_{(n-1)T}^{nT} r^{(m)}(t) c_k^*(t - \tau_k) dt \\
 & = A_k b_k(n) \exp(-j \phi_k^{(m)}) \\
 & + \int_{(n-1)T}^{nT} \left(\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} A_i c_i(t - \tau_i) c_k^*(t - \tau_k) b_i(t - \tau_i) \exp(-j \phi_i^{(m)}) \right) dt \\
 & + N^{(m)}(n) \\
 & = A_k b_k(n) \exp(-j \phi_k^{(m)}) \\
 & + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} A_i \left[\int_{(n-1)T}^{nT} c_i(t - \tau_i) c_k^*(t - \tau_k) b_i(t - \tau_i) dt \right] \exp(-j \phi_i^{(m)}) \\
 & + N^{(m)}(n) \\
 & \equiv A_k b_k(n) \exp(-j \phi_k^{(m)}) \\
 & + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} (A_i w_{ij}(n) \exp(-j \phi_i^{(m)})) \\
 & + N^{(m)}(n) \quad \cdots(3)
 \end{aligned}$$

$$w_{ij}(n) \equiv \int_{(n-1)T}^{nT} c_i(t - \tau_i) c_k^*(t - \tau_k) b_i(t - \tau_i) dt \quad \cdots(4)$$

【0011】又図9に示す相関計算部81に於いて、 m 番目のアンテナ素子による受信シンボル $x^{(m)}(n)$ と、 $m+1$ 番目のアンテナ素子による受信シンボル $x^{(m+1)}(n)$ との相関 $R_k^{(m)}$ を(5)式により計算す*

$$R_k^{(m)} = \langle x_k^{(m)}(n) x_k^{(m+1)*}(n) \rangle \quad \cdots(5)$$

$$\begin{aligned}
 x_k^{(m)}(n) x_k^{(m+1)*}(n) &= |A_k|^2 |b|^2 \exp[j(\phi_k^{(m)} - \phi_k^{(m+1)})] \\
 &+ \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} |A_i|^2 |W_{ik}(n)|^2 \exp[j(\phi_i^{(m)} - \phi_i^{(m+1)})] \\
 &+ N^{(m)}(n) N^{(m)*}(n) \quad \cdots(6)
 \end{aligned}$$

【0012】そして、相関 $R_k^{(m)}$ を各アンテナ素子について平均をとり、隣接アンテナ素子間の相互相関関数 R_k を(7)式に基づいて求める。ここで、Mはアンテナ素子数を示す。

$$R_k = \frac{1}{M-1} \sum_{m=0}^{M-2} R_k^{(m)} \quad \cdots(7)$$

【0013】図9に於いては、相関計算部81-0~81-2からの相関 $R^{(0)} \sim R^{(2)}$ を加算器82により加算する構成を示し、(7)式の $[1/(M-1)]$ に関する計算機能を示していないが、 $(M-1)$ は固定値であるから、加算によって平均化した処理に相当することになる。

【0014】又前述の(6)式の右辺第2項は無相関な信号であり、又 $|W_{k,n}(n)|$ が小さい値となる為、各ユーザの受信信号振幅 A_k に大差が無ければ、平均化により右辺第1項の希望信号(第kユーザ)の位相差を抽出することができる。従って、(7)式による相互相関*

$$\theta_k = \sin^{-1} \left[\frac{1}{2\pi d} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(R_k)}{\text{Re}(R_k)} \right) \right] \quad \cdots(8)$$

【0015】

【発明が解決しようとする課題】前述の従来例の到来方向推定方法は、希望する信号の有無に拘らず、逆拡散処理後の信号中で最も強い信号の到来方向を推定することになる。従って、希望信号の受信振幅が小さい場合や、大きな干渉信号が存在する場合に、希望信号の正しい到来方向を推定することが困難となる。

【0016】例えば、DS-C DMA通信システムに於いて、高速レートと低速レートとを含むマルチレート伝送を行う場合、高速レートの送信電力が大きいことから、低速レートのユーザの受信信号に対して、高速レートの受信信号が干渉信号となって、低速レートのユーザの希望信号に対する到来方向の推定が困難となる問題がある。本発明は、拡散符号にシンボル長より長い周期の符号(ロングコード)を用いたDS-C DMA通信システムに於いて、干渉信号が存在する場合でも、希望信号の正しい到来方向の推定を可能とすることを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明のアーレーアンテナによる到来方向推定方法は、シンボル長より長い周期のロングコードにより拡散処理して送信するDS-C DMA通信システムに於いて、アーレーアンテナによる受信信号を逆拡散した逆拡散出力信号を、既知シンボルにより逆変調した信号中の隣接するアンテナ素子対応の信号間の零以外のラグの相互相関関数を求め、この相互相関関数を基に希望信号の到来方向を推定する過程を含むものである。

【0018】又隣接するアンテナ素子対応の既知シンボルにより逆変調した信号間の零以外のラグの相互相関関数として、複数の異なるラグに於ける相互相関関数の平均値を用いる過程、又は隣接するアンテナ素子対応の逆変調出力信号間の零以外のラグとして、正の複数のラグと負の複数のラグとの双方を用いて相互相関関数を求める過程を含むことができる。又既知シンボルとして、バイロットシンボルを用いる過程或いは判定したデータを帰還して用いる過程を含むことができる。

【0019】又本発明のDS-C DMA受信装置は、シンボル長より長い周期のロングコードにより拡散処理して送信するDS-C DMA通信システムに於けるDS-C DMA受信装置であって、アーレーアンテナ素子 $1-1 \sim 1-(M-1)$ による受信信号 $r^{(0)} \sim r^{(M-1)}$ を逆

* 関数 R_k を用い、その虚数部 $\text{Im}(R_k)$ と実数部 $\text{Re}(R_k)$ との比を基に、(8)式により、第kユーザの信号の到来角度 θ_k を推定することができる。

【数5】

拡散する逆拡散部 $3-0 \sim 3-(M-1)$ と、これらの逆拡散部 $3-0 \sim 3-(M-1)$ からの逆拡散出力信号 $x^{(0)} \sim x^{(M-1)}$ を入力するビームフォーミング部4と、チャネル受信部5とを含み、ビームフォーミング部4は、逆拡散出力信号 $x^{(0)} \sim x^{(M-1)}$ を既知シンボルにより逆変調する逆変調部8と、この逆変調部8により変調成分を除去した信号を入力する到来方向推定部6と、この到来方向推定部6からの重み係数を逆拡散出力信号 $x^{(0)} \sim x^{(M-1)}$ に乘算して合成するビームフォーマとを備えている。

【0020】又逆変調部8は、既知シンボルとしてバイロットシンボル或いは判定出力データを帰還して用いる構成とすることができる。又到来方向推定部は、逆変調部8からの隣接アンテナ素子対応の信号の相互相関関数を求める相関計算部と、アレー重み係数計算部とを含み、ラグ零以外の複数のラグについての相互相関関数を求めて平均化し、それを基に到来方向を推定した結果の重み係数を出力することができる。その場合の複数のラグについての相互相関関数を第1、第2のシフトレジスタを設けることによって算出することができる。

【0021】

【発明の実施の形態】図1は本発明の実施の形態のDS-C DMA受信装置の説明図であり、 $1-0 \sim 1-(M-1)$ は受信アンテナを構成するM個のアーレーアンテナ素子、 $2-0 \sim 2-(K-1)$ はK個のチャネル対応の受信処理部、 $3-0 \sim 3-(M-1)$ はM個の逆拡散部、4はビームフォーミング部、5はチャネル受信部、6は到来方向推定部、7はビームフォーマ、8は逆変調部を示す。受信処理部 $2-0 \sim 2-(K-1)$ は同一の構成を有し、アーレーアンテナ素子 $2-0 \sim 2-(K-1)$ による受信信号が入力される。

【0022】図1に於いては、拡散符号にシンボル長より長い周期の符号(ロングコード)を用いたDS-C DMA通信システムに於ける受信装置を示し、M個のアーレーアンテナ素子 $1-0 \sim 1-(M-1)$ による受信信号 $r^{(0)} \sim r^{(M-1)}$ を、それぞれ逆拡散部 $3-0 \sim 3-(M-1)$ に入力し、例えば、受信処理部 $2-0$ に於いては、拡散符号Cにより逆拡散する。

【0023】この場合、移動局等の送信装置は、ロングコードの拡散変調部を有するものであり、図2にその拡散変調部の一例を示す。同図に於いて、11、12、13、14～17は乗算器(排他的論理和回路)、13はスカラ

ンブル変調部、18～21は極性変換部、22、23は加算器を示す。

【0024】データシンボルに対しては直交符号のショートコードSC*i*を乗算器11に於いて乗算して符号拡散し、バイロットシンボルに対しては直交符号のショートコードSC*q*を乗算器12に於いて乗算して符号拡散し、直交チャネル(I, Q)に振り分ける。

【0025】又シンボル長より長い周期の直交符号のロングコードLC*i*, LC*q*も直交チャネル(I, Q)に振り分けて乗算器14～17に入力する。例えば、ショートコードSC*i*により符号拡散されたデータシンボルに、乗算器14に於いてロングコードLC*i*を乗算し、乗算器17に於いてロングコードLC*q*を乗算してスクランブル変調する。又ショートコードSC*q*により符号拡散されたバイロットシンボルに、乗算器15に於いてロングコードLC*q*を乗算し、乗算器16に於いてロングコードLC*i*を乗算してスクランブル変調する。この場合のバイロットシンボルは、所定長のデータシンボル毎にそれより少ないシンボル数の既知のシンボルとして挿入して送信することができる。或いは、データシンボルに対して直交した位相でデータシンボルと共にバイロットシンボルを送信することもできる。

【0026】各乗算器14～17の出力信号を極性変換部18～21に於いて、例えば、論理“0”を+1、論理1を-1に変換して、加算器22, 23に入力する。加算器22は、極性変換部18の出力信号を+、極性変換部19の出力信号を-として加算する。即ち、減算処理を行う。又加算器23は、極性変換部20, 21の出力信号を加算する。従って、加算器22, 23の出力信号は+1, 0, -1の3値の信号となる。この3値の信号は、図示を省略した無線送信部に於いて直交変調等を行って送信するものであり、ロングコードにより拡散変調された信号を送信することになる。

【0027】本発明の実施の形態の図1に示すDS-C DMA受信装置の逆拡散部3-0～3-(M-1)は、

図2に示す拡散変調部の逆の処理を行うもので、例えば、図3に示す構成を有するものである。即ち、デスクランブル復調部31と、逆拡散部32～35とを含み、デスクランブル復調部31は、乗算器36-1～36-4と加算器37-1, 37-2とを含む構成を有するものである。

【0028】図示を省略した無線受信部に於いて受信して直交復調されたI, Qチャネルの受信信号は、デスクランブル復調部31に入力されて、ロングコードLC*i*, LC*q*によってデスクランブルされ、それぞれ逆拡散部32～35に入力される。そして、逆拡散部32, 33に於いて、ショートコードSC*i*により逆拡散されて、I, QチャネルのデータシンボルD₁, D_qとして出力される。又逆拡散部34, 35に於いて、ショートコードSC*q*により逆拡散されて、I, Qチャネルのバイロットシンボルx₁, x_qとして出力される。

【0029】即ち、図1に示す逆拡散部3-0～3-(M-1)は、逆拡散処理によりデータシンボルとバイロットシンボルとを出力する構成を有するものである。そして、本発明に於いては、既知のシンボルを用いて、到来方向推定の為の相互相關関数を求めるものであり、既知のシンボルとしては、前述のバイロットシンボルを用いることができるが、同様に、チャネル受信部5に於ける判定部に於いて判定したデータシンボルを逆変調部8に帰還して、既知のシンボルとして用いることができる。なお、図1に於いては、既知シンボルとしてバイロットシンボルを用いる場合を示す。

【0030】逆拡散を行った信号x₁(n), (n)を、第kユーザの既知の送信シンボルb₁(n)により逆変調を行って、変調成分を除去したシンボルをz₁(n)とすると、(9)式に示すものとなり、これを展開すると、(10), (11)式に示すものとなる。又(11)式中のW₁₁(n)は、(12)式に示すものである。

【数6】

11

$$z_k^{(m)}(n) = x_k^{(m)}(n) b_k^*(n)$$

12

…(9)

$$= A_k \exp(-j\phi^{(m)})$$

$$+ \int_{(n-1)T}^{nT} \left[\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} A_i c_i(t - \tau_i) c_k^*(t - \tau_k) \exp(-j\phi^{(m)}) \right] dt$$

$$+ N^{(m)}(n)$$

$$= A_k \exp(-j\phi^{(m)})$$

$$+ \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} A_i \left[\int_{(n-1)T}^{nT} c_i(t - \tau_i) c_k^*(t - \tau_k) dt \right] \exp(-j\phi^{(m)})$$

$$+ N^{(m)}(n) \quad …(10)$$

$$\equiv A_k \exp(-j\phi_k^{(m)})$$

$$+ \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} A_i W_{ik}(n) \exp(-j\phi_i^{(m)})$$

$$+ N^{(m)}(n) \quad …(11)$$

$$w_{ij}(n) \equiv \int_{(n-1)T}^{nT} c_i(t - \tau_i) c_k^*(t - \tau_k) dt \quad …(12)$$

なお、 A_k は第 k ユーザの受信振幅、 $c_k(t)$ は第 k ユーザの拡散符号、 τ_i 、 τ_k は第 k 、第 i ユーザの相対遅延、 $N^{(m)}(n)$ は雑音信号、 T はシンボル長を示す。

【0031】又 m 番目のアンテナ素子対応の受信シボル $z^{(m)}(n)$ と、 $m+1$ 番目のアンテナ素子対応の受

* 信シンボルの前後の L シンボルとの相関 $R^{(m)}$ は、(1 3) 式に示すように、 $-L$ から $+L$ までのラグ零を除く正負方向の $2L$ シンボル分の複素共役積の累算に $(1/2L)$ を乗算して平均化したものとなる。なお、その累記号 Σ の項は(14)式に示す。

【数7】

$$R_k^{(m)} = \left\langle \frac{1}{2L} \sum_{l=-L}^{L} z^{(m)}(n) z^{(m+1)*}(n+l) \right\rangle \quad …(13)$$

$$\sum_{l=0}^{L} z^{(m)}(n) z^{(m+1)*}(n+l) = |A_k|^2 \exp(j(\phi_k^{(m)} - \phi_k^{(m+1)}))$$

$$+ \sum_{l=L}^{-L} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} |A_i|^2 W_{ik}(n) W_{ik}^*(n+l) \exp(j(\phi_i^{(m)} - \phi_i^{(m+1)}))$$

$$+ \sum_{l=0}^{L} N^{(m)}(n) N^{(m)*}(n+l) \quad …(14)$$

【0032】この(13)、(14)式に於いては、零以外のラグ(時間遅延)の正のラグと負のラグとの両方

を用い、且つ正負のラグのそれぞれ L シンボル分について相関を求める場合を示す。なお、異なる複数のラグ

(時間遅延)に於ける相互相関を求める場合に、正方向のみ或いは負方向のみの複数のラグのしシンボル分について相関を求めることが出来る。又正方向と負方向との異なるラグの異なる数のシンボル分について相間を求める事も可能である。

【0033】前述のように、m番目のアンテナ素子対応の受信シンボル $z^{(n)}$ (n)と、これに対するm+1番目のアンテナ素子対応の受信シンボル $z^{(n+1)}$ (n)の零のラグ(時間遅延)以外の正負方向のそれぞれ異なるラグのしシンボル分について相間を求める、その相間を基*10

$$R_k = \frac{1}{M-1} \sum_{m=0}^{M-2} R_k^{(m)}$$

*に到来方向を推定するものであり、フェージング等による位相変動がある場合でも、その影響を受けにくくすることができる。

【0034】そして、(13)による $R^{(n)}$ の平均をとることにより、隣接アンテナ素子間の相互相関関数 R_k を(15)式によって求め、この相互相関関数 R_k を用いて第kユーザの到来角度 θ_k を、前述の(8)式と同様の(16)式によって求めることができる。

【数8】

…(15)

$$\theta_k = \sin^{-1} \left[\frac{1}{2\pi d} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(R_k)}{\text{Re}(R_k)} \right) \right]$$

…(16)

【0035】図4は本発明の実施の形態のビームフォーミング部の説明図であり、4個のアンテナ素子に対応した場合の構成を示し、4はビームフォーミング部、6は到来方向推定部、7はビームフォーマー、8は逆変調部、41～44は乗算器、45は加算器(Σ)を示す。

【0036】4個のアンテナ素子対応の逆拡散出力信号 $x^{(n)}$ (n)～ $x^{(n)}$ (n)をビームフォーミング部4に入力し、逆変調部8において前述の(10)式に示すように、バイロットシンボル等の既知の送信シンボルにより逆変調して、変調成分を除去した信号 z_0 ～ z_3 を出力する。この信号 z_0 ～ a_3 は、例えば、バイロットシンボルを受信した時に、逆拡散出力信号 $x^{(n)}$ (n)～ $x^{(n)}$ (n)にバイロットシンボルを乗算するによって、バイロットシンボル成分を除く希望信号の搬送波に相当する信号が得られる。

【0037】到来方向推定部6は、逆変調された信号 z_0 ～ z_3 を基に重み係数 a_0 ～ a_3 を計算してビームフォーマー7の乗算器41～44に入力する。この到来方向推定部6は、図5に示すように、相間計算部5.1～5.3と、加算器5.4 (Σ)と、アレー重み係数計算部5.5とを含み、相間計算部5.1～5.3は、図6に示すように、第1、第2のシフトレジスタ6.1、6.2と加算器(Σ)6.3と乗算器6.4と平均化フィルタ6.5とを備えている。

20 【0038】到来方向推定部6は、図9に示す従来例と類似しているが、その相間計算部の構成が相違するものである。即ち、本発明の実施の形態に於ける相間計算部は、第1のシフトレジスタ6.1にm番目のアンテナ素子に対応する逆変調出力信号 $z^{(n)}$ (n)を入力し、第2のシフトレジスタ6.2にm+1番目のアンテナ素子に対応する逆変調出力信号 $z^{(n+1)}$ (n)を入力する。この第2のシフトレジスタ6.2のラグ零に相当するシンボル以外の正負方向にそれぞれしシンボル分を加算器6.3により加算し、乗算器6.4に入力する。

30 【0039】従って、乗算器6.4により、第1のシフトレジスタ6.1を介したm番目のアンテナ素子に対応する逆変調出力信号 $z^{(n)}$ (n)と、第2のシフトレジスタ6.2の中央のラグ零以外の正負方向のしシンボル分のm+1番目のアンテナ素子に対応する逆変調出力信号 $z^{(n+1)}$ (n)との複素共役積を求め、この出力信号を平均化フィルタ6.5により平均化する。即ち、(17)式によって相間 $R^{(n)}$ を求めることが出来る。又(18)式は累算記号 Σ の項を展開したものであり、(17)式の相間 $R^{(n)}$ を各アンテナ素子について平均をとり、隣接アンテナ素子間の相互相間関数 R_k を(19)式によって求めることが出来る。

【数9】

$$R^{(m)} = \left\langle \sum_{l=0}^L z^{(m)}(n) z^{(m+1)*}(n+l) \right\rangle \quad \cdots(17)$$

$$\begin{aligned} \sum_{l=0}^L z^{(m)}(n) z^{(m+1)*}(n+l) &= |A_k|^2 \exp(j(\phi_k^{(m)} - \phi_k^{(m+1)})) \\ &+ \sum_{l=0}^L \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N-1} |A_i|^2 W_{ik}(n) W_{ik}^*(n+l) \exp(j(\phi_i^{(m)} - \phi_i^{(m+1)})) \\ &+ \sum_{l=0}^L N^{(m)}(n) N^{(m)*}(n+l) \end{aligned} \quad \cdots(18)$$

$$R_k = \frac{1}{M-1} \sum_{m=0}^{M-2} R_k^{(m)} \quad \cdots(19)$$

【0040】図5に於いては、相関計算部51～53の出力信号 $R^{(0)} \sim R^{(1)}$ を、加算器54によって加算しているが、(19)式の $[1/(M-1)]$ は、アーレアンテナ素子数に従って平均化するものであり、このアーレアンテナ素子数が予め定まっているから、図5に於いては $[1/(M-1)]$ の演算処理機能を含めていな*

$$\theta_k = \sin^{-1} \left[\frac{1}{2\pi d} \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(R_k)}{\text{Re}(R_k)} \right) \right] \quad \cdots(20)$$

即ち、相互相關関数 R_k の虚数部 $\text{Im}(R_k)$ と実数部 $\text{Re}(R_k)$ との比を基に到來角度 θ_k を求めることができる。

【0042】ビームフォーマ7に加える重み係数 a_k

$$a_k^{(m)} = (R_k^*)^m \quad (m=0 \sim M-1) \quad \cdots(21)$$

*いものである。

【0041】(19)式による相互相關関数 R_k を用いて、(20)式により第kユーザの到來角度 θ_k を求め

る。

【数10】

※(20)は、(21)式により求めることができ、それによるビームフォーマ7の出力信号 $y_{k,0}^{(0)}(n), y_{k,0}^{(1)}(n)$ は(22)式に示すものとなる。

【数11】

【22】

$$\left. \begin{aligned} y_k D(n) &= \sum_{m=0}^{M-1} a_k^{(m)} D_k^{(m)}(n) && \text{データ信号} \\ y_k P(n) &= \sum_{m=0}^{M-1} a_k^{(m)} X_k^{(m)}(n) && \text{パワロット信号} \end{aligned} \right\} \quad \cdots(22)$$

【0043】即ち、図4に於いて、到來方向推定部6からの重み係数 $a^{(0)} \sim a^{(1)}$ は、(21)式により求めることができるもので、ビームフォーマ7の乗算器41～44にそれぞれ入力して逆拡散出力信号 $x^{(0)}(n) \sim x^{(1)}(n)$ に乘算すると、重み係数 $a^{(0)} \sim a^{(1)}$ は、相互相關関数 R_k の複素共役に相当するから、加算器45により、推定到來方向の位相に合わせて逆拡散出力信号 $x^{(0)}(n) \sim x^{(1)}(n)$ を、 $m=0$ から $m=M-1$ まで、即ち、アーレアンテナ素子1～0～1～(M-1)対応に合成して出力し、チャネル受信部5(図1参照)に入力してチャネル対応のデータ及びバイ

40 ロットを復調出力することができる。

【0044】本発明は前述の実施の形態にのみ限定されるものではなく、種々付加変更することができるものであり、到來方向推定部6等の演算機能は、例えば、ディジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)等の演算機能によって実現することも可能であり、又他の機能についても同様にプロセッサの処理機能によって実現することも可能である。又チャネル間の干渉を除去する干渉キャンセラ等を設けることも可能である。

【0045】

50 【発明の効果】以上説明したように、本発明は、拡散符

号にシンボル長より長い周期の符号（ロングコード）を用いたDS-CDMA通信システムに於いて、アレーアンテナ素子 $1-0 \sim 1-(M-1)$ 対応の逆拡散出力信号を、既知のシンボルで逆変調し、その逆変調出力信号を用いて、隣接アンテナ素子対応の逆変調出力信号間の零以外のラグ（時間遅延）の相互相関関数を求め、この相互相関関数を基に希望信号の到来方向を推定するものであり、希望信号の受信レベルが低い場合や、干渉信号レベルが高い場合に於いても、希望信号の到来方向を精度良く推定することができる利点がある。従って、アレーアンテナによるアンテナ利得の増加と共に、干渉除去が可能となり、送信電力の低減が可能となる。

【0046】又隣接アンテナ素子対応の逆変調出力信号間の零以外のラグの正負方向の複数のシンボルについての相互相関関数を求めて平均化することにより、フェーリング等による位相変動に対しても、希望信号の到来方向の推定程度を向上することができる利点がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態のDS-CDMA受信装置の説明図である。

10

20

【図2】送信装置の拡散変調部の説明図である。

【図3】本発明の実施の形態に於ける逆拡散部の説明図*

*である。

【図4】本発明の実施の形態のビームフォーミング部の説明図である。

【図5】本発明の実施の形態の到来方向推定部の説明図である。

【図6】本発明の実施の形態の相関計算部の説明図である。

【図7】アレーアンテナを用いた基地局の受信装置の説明図である。

【図8】従来例の到来方向推定部を有するビームフォーミング部の説明図である。

【図9】従来例の到来方向推定部の説明図である。

【符号の説明】

1-0~1-(M-1) アレーアンテナ素子

2-0~2-(K-1) 受信処理部

3-0~3-(M-1) 逆拡散部

4 ビームフォーミング部

5 チャネル受信部

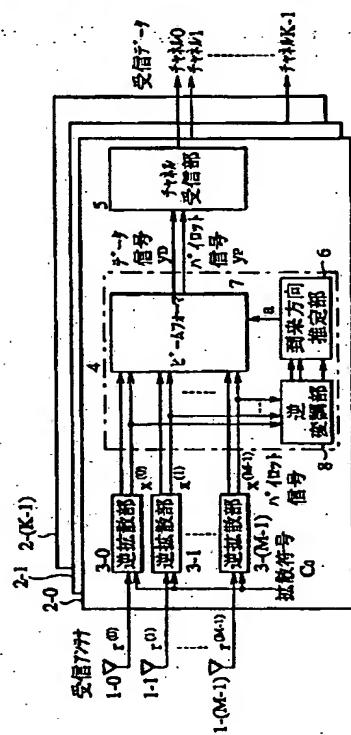
6 到来方向推定部

7 ビームフォーマ

8 逆変調部

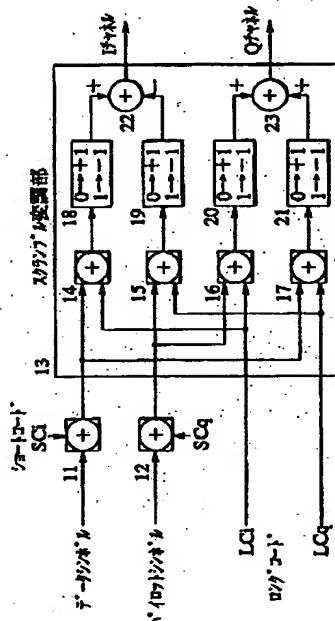
【図1】

本発明の実施の形態のDS-CDMA受信装置の説明図



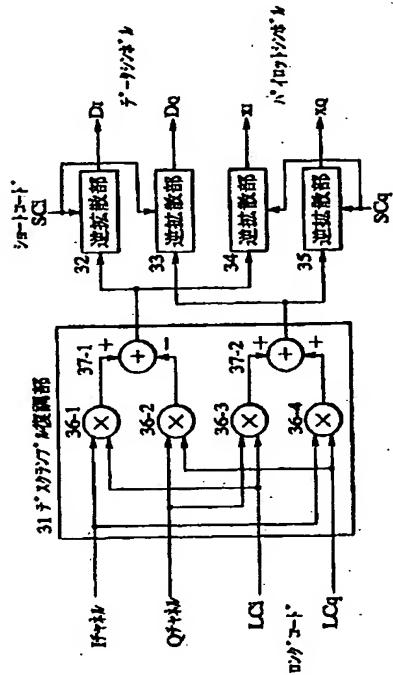
【図2】

送信装置の拡散変調部の説明図



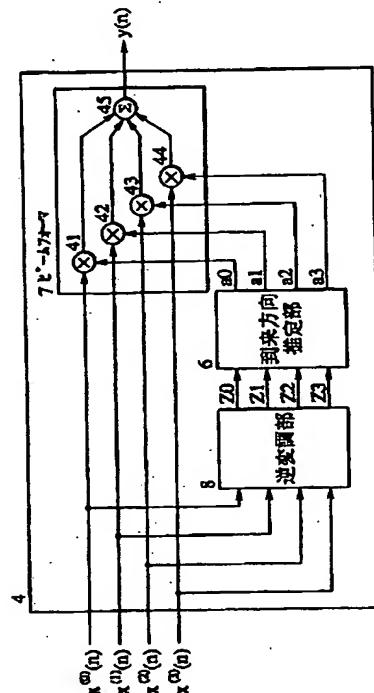
〔図3〕

本発明の実施の形態に於ける逆拡散部の説明図



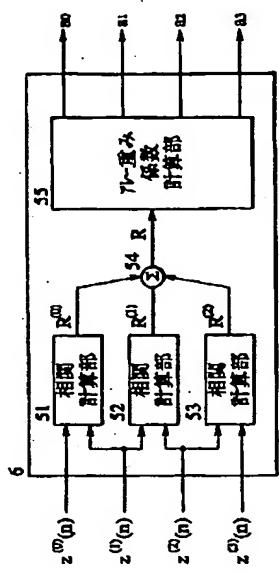
〔図4〕

本発明の実施の形態のビームフォーミング部の説明図



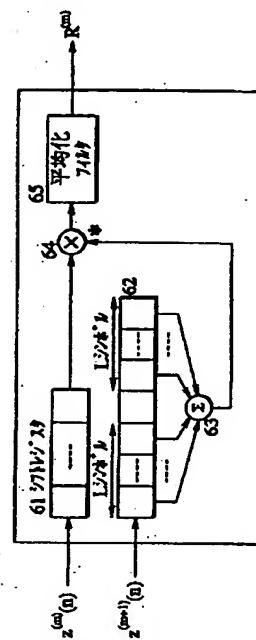
【図5】

本発明の実施の形態の到来方向推定部の説明図



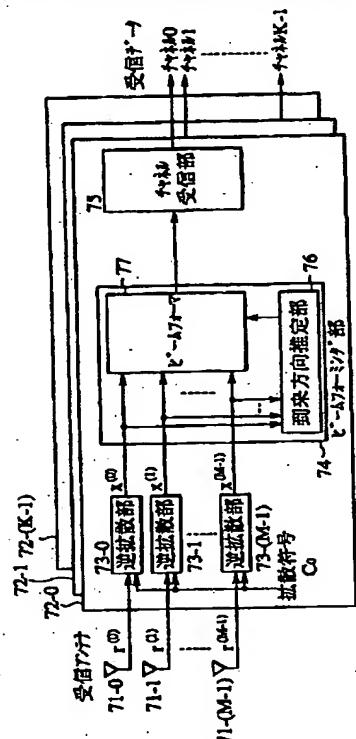
【図6】

本発明の実施の形態の相関計算部の説明図

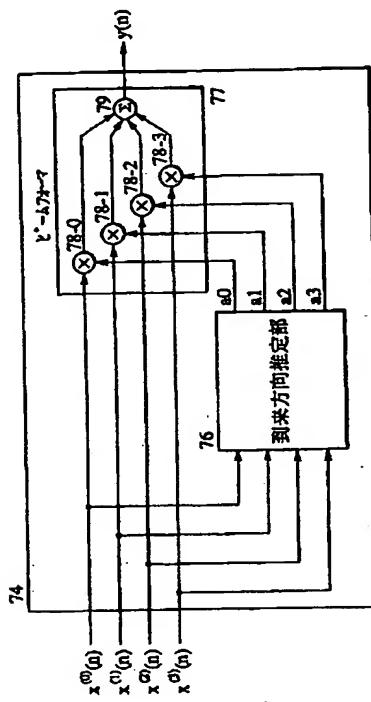


【図7】

アーレーアンテナを用いた基地局の受信装置の説明図



【図8】

従来例の到來方向推定部を有する
ビームフォーミング部の説明図

【図9】

従来例の到來方向推定部の説明図

